

**PRIORITY  
DOCUMENT**  
SUBMITTED OR TRANSMITTED IN  
COMPLIANCE WITH RULE 17.1(a) OR (b)



REC'D 26 NOV 1999	
WIPO	PCT

EJK U

**Bescheinigung**

Die Siemens Aktiengesellschaft in München/Deutschland hat eine Patentanmeldung  
unter der Bezeichnung

"Digitaler Empfänger für ein mit Diskreter Multiton-  
Modulation erzeugtes Signal"

am 28. September 1998 beim Deutschen Patent- und Markenamt eingereicht.

Die angehefteten Stücke sind eine richtige und genaue Wiedergabe der ursprüng-  
lichen Unterlagen dieser Patentanmeldung.

Die Anmeldung hat im Deutschen Patent- und Markenamt vorläufig die Symbole  
H 04 L und H 03 H der Internationalen Patentklassifikation erhalten.

München, den 18. Oktober 1999

**Deutsches Patent- und Markenamt**

**Der Präsident**

Im Auftrag

Aktenzeichen: 198 44 460.5

Brofsky

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**



## Beschreibung

Digitaler Empfänger für ein mit Diskreter Multiton-Modulation erzeugtes Signal

5

Die Erfindung betrifft einen digitalen Empfänger für ein mit Diskreter Multiton-Modulation erzeugtes Signal nach dem Oberbegriff von Patentanspruch 1.

- 10 Die diskrete Multiton-Modulation (DMT) - auch Mehrträgermodulation - ist ein Modulationsverfahren, das sich insbesondere zur Übertragung von Daten über linear verzerrende Kanäle eignet. Gegenüber sogenannten Einträgerverfahren wie beispielsweise die Amplitudenmodulation, die nur eine Trägerfrequenz
- 15 aufweist, werden bei der diskreten Multiton-Modulation eine Vielzahl von Trägerfrequenzen benutzt. Jede einzelne Trägerfrequenz wird in der Amplitude und Phase nach der Quadraturamplituden-Modulation (QAM) moduliert. Man erhält somit eine Vielzahl von QAM-modulierten Signalen. Pro Trägerfrequenz
- 20 kann dabei eine bestimmte Anzahl an Bits übertragen werden. Die diskrete Multiton-Modulation wird für den digitalen Rundfunk DAB (Digital Audio Broadcast) unter der Bezeichnung OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) und zur Übertragung von Daten über Telefonleitungen unter der Bezeichnung ADSL
- 25 (Asymmetric Digital Subscriber Line) eingesetzt.

- Bei ADSL werden mit Hilfe eines DMT modulierten Signals Daten von einer Vermittlungsstelle an einen analog angeschlossenen Teilnehmer über die Teilnehmerleitung übertragen. Dabei ist
- 30 durch ETSI- und ANSI-Standards festgelegt, daß jede Trägerfrequenz ungefähr 4 kHz Bandbreite aufweist und höchstens bis zu 15 Bit/s/Hz transportiert. Die tatsächliche Anzahl von Bits/s/Hz kann bei jeder Trägerfrequenz unterschiedlich sein, wodurch die Datenrate und das Sendespektrum an den Übertra-
- 35 gungskanal anpaßbar ist.

Ein DMT-Übertragungssystem weist einen Kodierer auf, der die Bits eines seriellen digitalen Datensignals, das übertragen werden soll, zu Blöcken zusammenfaßt. Jeweils einer bestimmten Anzahl von Bits in einem Block wird eine komplexe Zahl zugeordnet. Durch eine komplexe Zahl wird eine Trägerfrequenz  $f_i = i/T$  mit  $i = 1, 2, \dots, N/2$  der diskreten Multiton-Modulation dargestellt, wobei alle Trägerfrequenzen  $f_i$  äquidistant verteilt sind.  $T$  ist die Zeitdauer eines Blocks.

10 Durch eine inverse Fouriertransformation werden die durch die komplexen Zahlen dargestellten Trägerfrequenzen in den Zeitbereich transformiert und stellen dort unmittelbar  $N$  Abtastwerte eines zu sendenden DMT-Signals dar. Um die schnelle inverse Fouriertransformation (IFFT = Inverse Fast Fourier

15 Transformation) anwenden zu können, wird für  $N$  eine Zweierpotenz gewählt. Dadurch wird der Aufwand für die inverse schnelle Fouriertransformation geringer.

Nach der inversen schnellen Fouriertransformation wird ein

20 Cyclic-Prefix durchgeführt, wobei die letzten  $M$  ( $M < N$ ) der Abtastwerte noch einmal an den Anfang eines Blockes gehängt werden. Dadurch wird einem Empfänger ein periodisches Signal vorgetäuscht, wenn der durch einen Übertragungskanal erzeugte Einschwingvorgang nach  $M$  Abtastwerten entsprechend einer Zeit

25  $T \cdot M/N$  abgeklungen ist. Der Entzerrungsaufwand im Empfänger läßt sich durch das Cyclic-Prefix stark reduzieren, da nach der Demodulation im Empfänger nur mit der inversen Übertragungsfunktion des Übertragungskanals multipliziert werden muß, um die linearen Verzerrungen des Übertragungskanals zu

30 beseitigen. Dies benötigt für jede Trägerfrequenz eine komplexe bzw. vier reelle Multiplikationen.

Bei ADSL ist der physische Übertragungskanal eine Zweidrahtleitung (Kupferdoppelader) des Telefonnetzes. Die Zweidraht-

35 leitung benötigt im Verhältnis zur Länge eines Blocks eine

große Zeit für den Einschwingvorgang. Andererseits soll die durch den Cyclic-Prefix benötigte zusätzliche Übertragungskapazität möglichst gering sein.

- 5 Bei einer Blocklänge von  $N = 512$  ist bei ADSL ein Cyclic-Prefix von  $M = 32$  festgelegt. Jedoch ist nach  $M = 32$  Werten der Einschwingvorgang der Zweidrahtleitung noch nicht abgeklungen. Dadurch treten im Empfänger zusätzliche Fehler auf, die durch einen Frequenzbereichsentzerrer nicht beseitigt werden können.
- 10 Solche zusätzlichen Fehler können im Empfänger mit Hilfe besonderer Signalverarbeitungsmaßnahmen reduziert werden.
- 15 Dazu wird ein Zeitbereichsentzerrer (TDEQ = Time domain Equalizer) einem Demodulator vorgeschaltet. Der Zeitbereichsentzerrer ist als ein digitales Transversalfilter, dessen Koeffizienten einstellbar sind, ausgeführt. Die Aufgabe des Zeitbereichsentzerrers ist eine Verkürzung des Einschwingvorgangs des Übertragungskanal. Der Entwurf solcher Zeitbereichsentzerrer ist Al-Dhahir, N., Cioffi, J.M., „Optimum Finite-Length Equalization for Multicarrier Transceivers“, IEEE Trans.on Comm., Vol.44, No.1, Jan.1996 zu entnehmen. Nachteilig ist jedoch die hohe Anzahl an Koeffizienten, die das als
- 20 Zeitbereichsentzerrer eingesetzte digitale Transversalfilter aufweist, und die aufwendige Adaption des digitalen Transversalfilters. Bei einer Filterlänge von 20 bis 40 Koeffizienten sind pro Sekunde ungefähr 50 bis 100 Millionen Multiplikationen durchzuführen. Zusätzlich muß zur Adaption des digitalen
- 25 Transversalfilters jeder Koeffizient eingestellt werden.
- 30

Das der Erfindung zugrundeliegende technische Problem liegt daher darin, einen digitalen Empfänger für ein mit Diskreter Multiton-Modulation erzeugtes Signal anzugeben, der einen

Zeitbereichsentzerrer aufweist, der schneller adaptierbar ist und der weniger Multiplikationen pro Sekunde durchführt.

5 Dieses Problem wird durch einen digitalen Empfänger für ein mit Diskreter Multiton-Modulation erzeugtes Signal mit den Merkmalen von Patentanspruch 1 gelöst. Vorteilhafte Ausgestaltungen ergeben sich aus den jeweiligen Unteransprüchen.

10 Die Erfindung betrifft einen digitalen Empfänger für ein mit Diskreter Multiton-Modulation erzeugtes Signal. Der digitale Empfänger weist einen Analog-Digital-Umsetzer, dem das mit Diskreter Multiton-Modulation erzeugte Signal zugeführt wird und einem dem Analog-Digital-Umsetzer nachgeschalteten Zeitbereichsentzerrer auf. Der Zeitbereichsentzerrer weist wie-  
15 derum ein digitales Filter mit festen Koeffizienten auf. Von Vorteil sind dabei die festen Koeffizienten des digitalen Filters, die keinen Aufwand zur Anpassung erfordern, wie er bei adaptiven digitalen Filtern erforderlich ist.

20 In einer besonders bevorzugten Ausführungsform weist das digitale Filter als feste Koeffizienten ganzzahlige Werte auf. Besonders vorteilhaft ist dabei, daß Operationen mit ganzzahligen Werten weniger aufwendig als Operationen mit Gleitkommaoperationen sind.

25 Das digitale Filter weist in einer weiteren besonders bevorzugten Ausführungsform als feste Koeffizienten durch Schiebeoperationen darstellbare Werte auf. Vorteilhafterweise können dadurch Multiplikationen durch Schiebeoperationen ersetzt  
30 werden, die weniger aufwendig sind.

In einer bevorzugten Ausführungsform weist das digitale Filter eine Nullstelle bei 0 Hz auf, wodurch sich vorteilhafterweise die Impulsantwort des Übertragungssystems verkürzt.

In einer weiteren bevorzugten Ausführungsform weist das digitale Filter eine Hochpaß-Übertragungsfunktion auf.

5 In einer besonders bevorzugten Ausführungsform weist das digitale Filter eine Serienschaltung einer Vielzahl von digitalen Filtern erster Ordnung auf. Vorteilhafterweise sind die Filter erster Ordnung sehr einfach realisierbar.

10 In einer weiteren besonders bevorzugten Ausführungsform weist jedes digitale Filter erster Ordnung einen Zustandsspeicher, ein Schieberegister, eine digitale Subtrahiererschaltung und eine digitale Addiererschaltung auf. Von Vorteil ist dabei der einfache Aufbau jedes Filters erster Ordnung, wobei keine aufwendigen Multipliziererstufen benötigt werden.

15

Weitere Vorteile, Merkmale und Anwendungsmöglichkeiten der Erfindung ergeben sich aus der nachfolgenden Beschreibung von Ausführungsbeispielen in Verbindung mit der Zeichnung. In der Zeichnung zeigt

20

Fig.1 eine Übertragungsstrecke mit einem digitalen Empfänger für ein mit Diskreter Multiton-Modulation erzeugtes Signal; und

25

Fig.2 ein Ausführungsbeispiel eines Zeitbereichsentzerrers nach der Erfindung; und

Fig.3 ein Diagram, das die Wirkung eines Zeitbereichsentzerrers nach der Erfindung darstellt.

30

Bei der in Figur 1 dargestellten Übertragungsstrecke mit einem digitalen Empfänger 12 erzeugt ein DMT-Sender 11 ein mit Diskreter Multiton-Modulation moduliertes Signal. Das Signal weist dabei  $N/2$  Trägerfrequenzen  $f_i$  auf, die durch die diskrete Multiton-Modulation erzeugt wurden. Jede Trägerfrequenz

35

ist dabei in der Amplitude und Phase mit der Quadraturamplituden-Modulation moduliert. Das Signal wird im DMT-Sender 11 mit einem Cyclic-Prefix von M Abtastwerten versehen und durch eine Digital-Analog-Umsetzung in ein analoges Signal für die Übertragung umgesetzt. Der DMT-Sender 11 überträgt das Signal über einen Übertragungskanal 1 an den digitalen Empfänger 12.

Der Übertragungskanal 1 ist ein linear verzerrender Kanal. Bei ADSL-Übertragungsstrecken ist der Übertragungskanal eine Zweidrahtleitung. Solche durch den Übertragungskanal 1 erzeugten linearen Verzerrungen werden im digitalen Empfänger 12 durch Entzerrer, die im Frequenzbereich arbeiten, wieder beseitigt.

Im digitalen Empfänger 12 wird das Signal einem Analog-Digital-Umsetzer 2 zugeführt, der es in eine Folge von digitalen Werten  $u_k$  umsetzt.

Diese Folge von digitalen Werten  $u_k$  wird einem Zeitbereichsentzerrer 3 zugeführt. Der Zeitbereichsentzerrer 3 dient zur Verkürzung der Einschwingzeit des DMT-Senders 11, des Übertragungskanals 1 und des Zeitbereichsentzerrers 3 selbst. Bei einer Einschwingzeit, die die Cyclic-Prefix-Zeitdauer übersteigt, entstehen in den Entscheiderschaltungen 70 bis 7n des digitalen Empfängers 12 Fehler. Der Zeitbereichsentzerrer 3 soll die Einschwingzeit verkürzen, ohne Nullstellen im Frequenzbereich, der für die Übertragung genutzt wird, zu erzeugen. Dazu weist der Zeitbereichsentzerrer 3 ein digitales Filter mit festen Koeffizienten auf, das die folgende Übertragungsfunktion besitzt ( $z = u_k$ ):

$$H(z) = \prod_{v=1}^n \left( \frac{1 - z^{-1}}{1 - c_v \cdot z^{-1}} \right) \quad \text{mit} \quad c_v = \pm(1 - 2^{-L_v}) \quad (1)$$



Dies ist die Übertragungsfunktion eines mehrstufigen digitalen Filters, das feste Koeffizienten  $c_v$  aufweist und durch eine Serienschaltung von  $n$  zweiten digitalen Filtern erster Ordnung mit einer Übertragungsfunktion

5

$$H_v(z) = \frac{1 - z^{-1}}{1 - c_v \cdot z^{-1}} \quad \text{mit} \quad c_v = \pm(1 - 2^{-L_v}) \quad (2)$$

10

erzeugt wird. Die Übertragungsfunktion  $H(z)$  des Zeitbereichsentzerrers 3 weist einen Nullstelle bei 0 Hz auf und ist damit die Übertragungsfunktion eines Hochpaßfilters. Dadurch wird der Einschwingvorgang des Übertragungskanals am wirkungsvollsten verkürzt.

15

Die vom Zeitbereichsentzerrer 3 erzeugten digitalen Werte werden einem Seriell-/Parallel-Wandler 4 zugeführt, der das Cyclic-Prefix entfernt und Blöcke erzeugt, die einem schnellen diskreten Fouriertransformator 5 zugeführt werden.

20

Der schnelle diskrete Fouriertransformator 5 setzt die durch die Blöcke dargestellten Signale vom Zeit- in den Frequenzbereich um. Jeder umgesetzte Block am Ausgang des schnellen diskreten Fouriertransformators 5 weist  $N/2$  komplexe Zahlen auf. Durch jede komplexe Zahl wird eine Trägerfrequenz  $f_i = i/T$  mit  $i = 1, 2, \dots, N/2$  der diskreten Multiton-Modulation dargestellt, wobei alle Trägerfrequenzen  $f_i$  äquidistant verteilt sind.  $T$  ist die Zeitdauer eines Blocks.

25

30

Dem schnellen diskreten Fouriertransformator 5 sind je Trägerfrequenz  $f_1, \dots, f_{N/2}$  ein Frequenzbereichsentzerrer 60, ..., 6m nachgeschaltet, der eine Entzerrung im Frequenzbereich durchführt. Dazu wird jede komplexe Zahl des umgesetzten Blocks, die eine Trägerfrequenz darstellt, mit der inversen Übertragungsfunktion des Übertragungskanals 1 multipli-

ziert. Dies erfordert eine komplexe Multiplikation bzw. vier reelle Multiplikationen.

Jedem Frequenzbereichsentzerrer 60, ..., 6m ist jeweils eine  
5 Entscheidungsschaltung 70, ..., 7m nachgeschaltet, die aus dem Ausgangssignal des Frequenzbereichsentzerrers 60, ..., 6m einen mehrstufigen Wert erzeugt.

Jeder Entscheidungsschaltung 70, ..., 7m ist jeweils eine De-  
10 kodierschaltung 80, ..., 8m nachgeschaltet, die aus dem mehrstufigen Wert einen digitalen Wert erzeugt.

Die Ausgangssignale der Dekodierschaltungen 80, ..., 8m werden parallel einem Parallel-/Seriell-Wandler 9 zugeführt,  
15 der mit einer Datensenke 10 verbunden ist. Der Parallel-/Seriell-Wandler 9 führt der Datensenke 10 eine seriellen Strom von digitalen Daten zu, die den digitalen Daten des DMT-Senders 11 entsprechen.

20 In Figur 2 ist ein Ausführungsbeispiel eines Zeitbereichsentzerrers nach der Erfindung dargestellt.

Der Zeitbereichsentzerrer weist eine Serienschaltung von n zweiten digitalen Filtern erster Ordnung mit einer Übertra-  
25 gungsfunktion gemäß Gleichung (2) auf. In Figur 2 sind lediglich zwei zweite digitale Filter erster Ordnung 100 und 200 dargestellt. Weitere zweite digitale Filter erster Ordnung sind durch Punkte angedeutet.

30 Alle zweiten digitale Filter erster Ordnung 100 und 200 sind gleich aufgebaut. Eine diskrete Eingangswertefolge wird einem ersten invertierenden Eingang einer digitalen Subtrahiererschaltung 101 bzw. 201 und parallel einem ersten nichtinvertierenden Eingang einer digitalen Addiererschaltung 103 bzw.  
35 203 zugeführt. Ein Ausgang der digitalen Addiererschaltung

103 bzw. 203 ist ein Ausgang des zweiten digitalen Filters erster Ordnung und wird parallel auf einen nichtinvertierenden Eingang der digitalen Subtrahiererschaltung und über ein Schieberegister auf einen zweiten invertierenden Eingang der digitalen Subtrahiererschaltung 101 bzw. 201 rückgekoppelt.

Das Schieberegister 104 bzw. 204 multipliziert einen diskreten Ausgangswert mit durch bitweises Rechtsschieben. Dadurch wird der diskrete Ausgangswert mit einer ganzzahligen Zahl  $2^{-L}$  multipliziert. Ein Ausgang der digitalen Subtrahiererschaltung 101 bzw. 201 wird über einen Zustandsspeicher 102 bzw. 202 auf einen zweiten nichtinvertierenden Eingang der digitalen Addiererschaltung 103 bzw. 203 geführt. Der Zustandsspeicher 102 bzw. 202 bewirkt eine Verzögerung um eine Taktperiode des Taktes, mit der die diskrete Eingangsfolge getaktet ist.

Wird für  $L = 0$  gewählt, sind die zweiten digitalen Filter 100 und 200 nichtrekursiv. In diesem Fall werden die Koeffizienten  $c_v$  gemäß Gleichung (2) zu Null.

In einem nicht dargestellten Ausführungsbeispiel unterscheiden sich die zweiten digitalen Filter in der ganzzahligen Zahl  $2^{-L_v}$ , mit der ein diskreter Ausgangswert eines zweiten digitalen Filters im Rückkoppelpfad multipliziert wird. In diesem Ausführungsbeispiel sind die Koeffizienten  $c_v$  gemäß Gleichung (1) für jedes zweite digitale Filter unterschiedlich und das digitale Filter, das sich aus der Serienschaltung der zweiten digitalen Filter ergibt, weist eine Übertragungsfunktion gemäß Gleichung (1) auf.

Figur 3 stellt in zwei Diagrammen die Wirkung von sechs verschiedenen Ausführungsbeispielen von Zeitbereichsentzerrern nach der Erfindung dar. Dazu wurde in einem ADSL-Übertragungssystem mit einer Zweidrahtleitung von 3 km Länge und einem Durchmesser von 0,4 mm der Kupferdrähte der Signal-/Störabstand am Eingang einer Entscheiderschaltung simuliert.

Es wurden ausschließlich Einflüsse des Zeitbereichsentzerrers betrachtet. Der Signal-/Störabstand ist über den gesamten für eine ADSL-Übertragung genutzten Frequenzbereich aufgetragen. Dabei ist für jeden der sechs verschiedenen Zeitbereichsentzerrer mit Übertragungsfunktionen  $H_1(z)$  bis  $H_6(z)$  ein Kurvenverlauf angegeben. Die Übertragungsfunktionen  $H_1(z)$  bis  $H_6(z)$  lauten:

$$H_1(z) = 1 - z^{-1}$$

10

$$H_2(z) = (1 - z^{-1})^2$$

$$H_3(z) = (1 - z^{-1})^3$$

(3)

$$15 \quad H_4(z) = \left( \frac{1 - z^{-1}}{1 - 0,5 \cdot z^{-1}} \right)$$

$$H_5(z) = \left( \frac{1 - z^{-1}}{1 - 0,5 \cdot z^{-1}} \right)^2$$

$$H_6(z) = \left( \frac{1 - z^{-1}}{1 - 0,5 \cdot z^{-1}} \right)^3$$

20

Zum Vergleich ist ein Kurvenverlauf ohne Zeitbereichsentzerrer und ein Kurvenverlauf mit einem optimierten Zeitbereichsentzerrer mit 32 Koeffizienten (32 Taps) angegeben. Deutlich sichtbar ist in beiden Diagrammen die Verbesserung des Signal-/Störabstand im Bereich der unteren Frequenzen. Bei Zeitbereichsentzerrern mit einem digitalen Filter der zweiten, dritten oder einer höheren Ordnung unterscheidet sich der Signal-/Störabstand von dem optimierten Zeitbereichsentzerrer mit 32 Koeffizienten ab einer Frequenz von ca. 300 kHz nur um wenige Dezibel.

30

## Patentansprüche

1. Digitaler Empfänger für ein mit Diskreter Multiton-  
5 Modulation erzeugtes Signal (12), der einen Analog-Digital-  
Umsetzer (2), dem das mit Diskreter Multiton-Modulation er-  
zeugte Signal zugeführt wird, und einem dem Analog-Digital-  
Umsetzer nachgeschalteten Zeitbereichsentzerrer (3) aufweist,  
dadurch gekennzeichnet, daß  
10 der Zeitbereichsentzerrer (3) ein digitales Filter mit festen  
Koeffizienten (104, 204) aufweist.
2. Digitaler Empfänger nach Anspruch 1  
dadurch gekennzeichnet, daß  
15 das digitale Filter (100, 200) als feste Koeffizienten (104,  
204) ganzzahlige Werte aufweist.
3. Digitaler Empfänger nach Anspruch 1 oder 2  
dadurch gekennzeichnet, daß  
20 das digitale Filter (100, 200) als feste Koeffizienten (104,  
204) durch Schiebeoperationen darstellbare Werte aufweist.
4. Digitaler Empfänger nach einem der vorhergehenden Ansprü-  
che,  
25 dadurch gekennzeichnet, daß  
das digitale Filter (100, 200) eine Nullstelle bei 0 Hz auf-  
weist.
5. Digitaler Empfänger nach einem der vorhergehenden Ansprü-  
30 che,  
dadurch gekennzeichnet, daß  
das digitale Filter (100, 200) eine Hochpaß-  
Übertragungsfunktion aufweist.

6. Digitaler Empfänger nach einem der vorhergehenden Ansprüche,  
dadurch gekennzeichnet, daß  
das digitale Filter eine Serienschaltung einer Vielzahl von  
5 digitalen Filtern erster Ordnung (100, 200) aufweist.

---

7. Digitaler Empfänger nach Anspruch 6,  
dadurch gekennzeichnet, daß  
jedes digitale Filter erster Ordnung einen Zustandsspeicher  
10 (102, 202), ein Schieberegister (104, 204), eine digitale  
Subtrahiererschaltung (101, 201) und eine digitale Addiererschaltung (103, 203) aufweist.

Zusammenfassung

Digitaler Empfänger für ein mit Diskreter Multiton-Modulation erzeugtes Signal

5

Die Erfindung betrifft einen digitalen Empfänger für ein mit Diskreter Multiton-Modulation erzeugtes Signal, der einen Analog-Digital-Umsetzer, dem das mit Diskreter Multiton-Modulation erzeugte Signal zugeführt wird, und einem dem Analog-Digital-Umsetzer nachgeschalteten Zeitbereichsentzerrer aufweist. Der Zeitbereichsentzerrer weist erfindungsgemäß ein digitales Filter mit festen Koeffizienten auf.

10

Figur 1

15

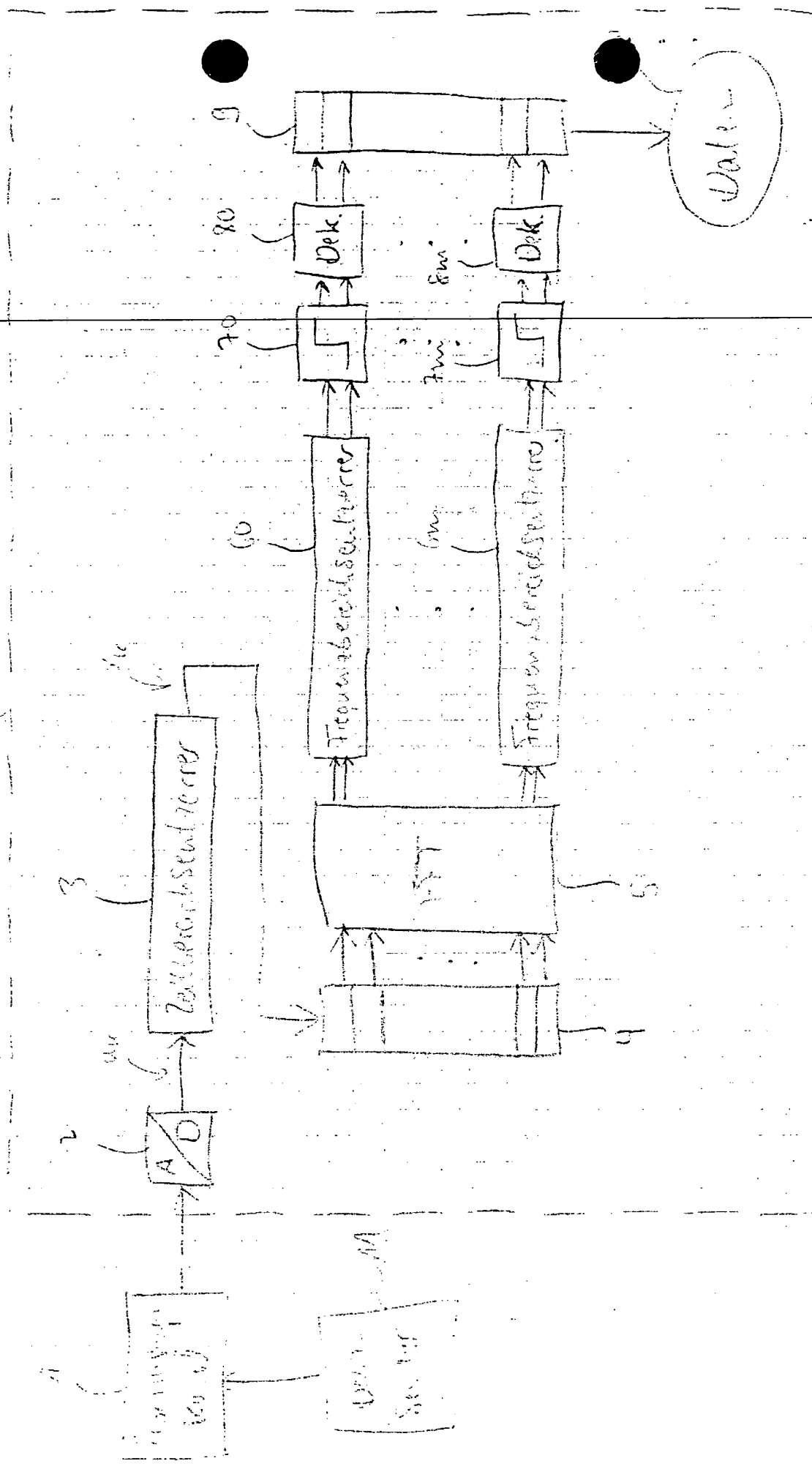


Fig. 1



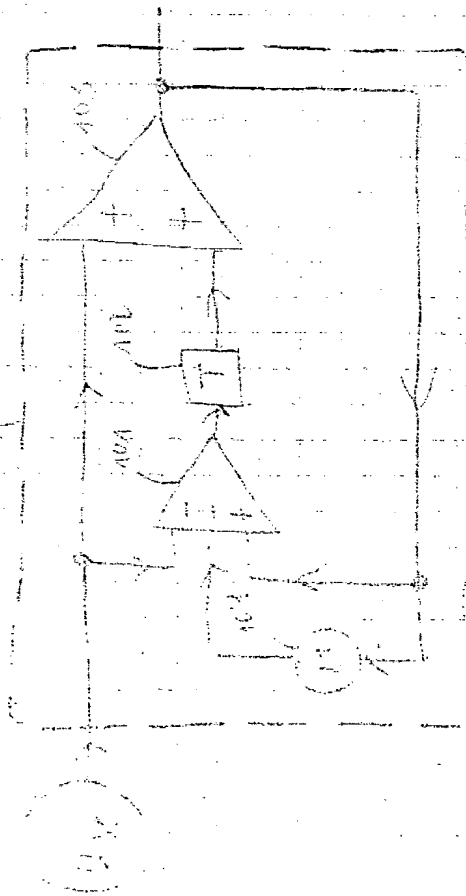
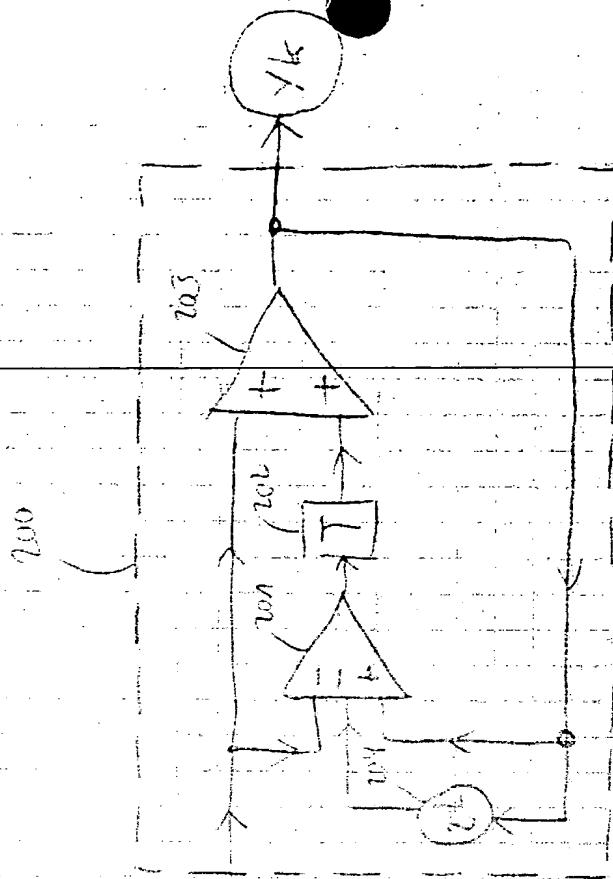


Fig. 2

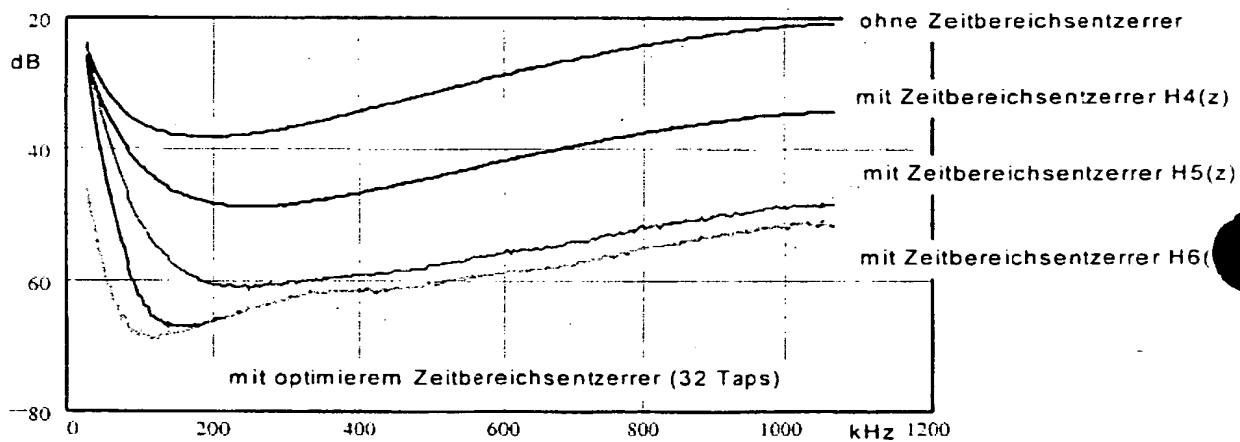
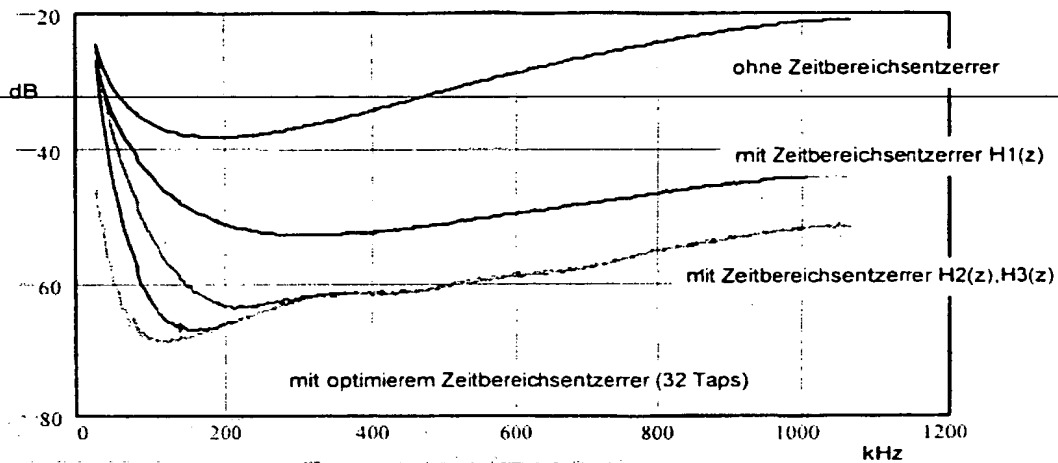


Fig. 3